

2F03174-US-P

IEICE B Vol. J82-B No.10, "Design and Analysis of the Open Ended Diamond Antenna", Page 1916

5

As illustrated in FIG 1, an open ended diamond antenna has a configuration in which four linear elements are arranged in the shape of a diamond, with the end opposite to a feeding point being opened. The power distribution is as shown by an arrow, equivalently functioning as a broadside array of one-half wavelength antenna four elements. The main radiation direction is the perpendicular direction with respect to the diamond, whereas the main polarized direction is the perpendicular direction in FIG 1.

10

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

# 先端開放ひし形アンテナに関する解析と設計

斎藤 裕<sup>†</sup> 春木 宏志<sup>††</sup>

Design and analysis of the Open Ended Diamond Antenna

Yutaka SAITO<sup>†</sup> and Hiroshi HARUKI<sup>††</sup>

あらまし 本論文では、PHS等の無線システムに応用可能なアンテナとして先端開放ひし形アンテナを取り上げている。先端開放ひし形アンテナ単体において、挟角を変化した場合の基本特性を明らかにして、挟角変化により指向性を制御できることを示している。また、反射板を追加した場合の各パラメータと放射特性、帯域幅の関係を明らかにして、実用的な固定端末用内蔵アンテナの設計例を示している。また、分配給電系を必要としない多段接続アンテナにおいて、段数を増加した場合に利得が飽和する限界点を示し、その原理を電流分布によって明らかにしている。最後に、様々な応用アンテナの基本構成を提案して本アンテナの多面的な応用展開性を示している。

キーワード 先端開放ひし形アンテナ、反射板、固定端末、WLL、PHS

## 1. ま え が き

PHS (Personal Handy Phone System) は 1.9 GHz 帯を用いる移動通信システムであり、屋外公衆用、事業所用、家庭用等の様々な形態で利用されている。従来、地下鉄等の屋内に設置される公衆基地局や事業所用、家庭用に用いられる屋内用親機は、半波長ダイポールやモノポール等の簡単な構成のアンテナを用いて装置の小型化を図っている。一方、屋外設置型公衆基地局に用いられる高利得アンテナとして様々なものが実用化されている [1]。屋外に設置される水平面無指向性の高利得アンテナには、主にコリニアアレーが用いられている。また、ストリートセルアンテナとして双指向性を有するパッチアレー [1] やノッチアンテナとワイヤアンテナを組み合わせたアンテナ [2] などが提案されている。

最近、PHSのカバーエリア拡大を目的として、屋外公衆基地局用アンテナの高機能化や屋内設置親機（基地局）用アンテナの高利得化が検討されている。屋内用アンテナの高利得化を実現する場合、屋外公衆基地局用の大型なアンテナを用いることは設置面積や経済

性の面から難しく、小型で簡単な構成の高利得アンテナが必要となる。このような小型高利得アンテナの一例として、半波長ダイポールと無給電素子を組み合わせたビームチルトアンテナ [3] が検討されている。

また近年、PHSを用いるローカル無線網である PHS-WLL (Wireless Local Loop) システムの実用化が進んでいる [4]。このシステムは加入者側の固定端末用アンテナに高い指向性利得をもたせることで、数 km のセル半径を確保できることが特長である。この固定端末用アンテナは一般に利得 10 dBi 程度の単方向指向性が要求されており、電波伝搬特性実験において利得が 10 dBi の八木・宇田アンテナを用いて実験した例が報告されている [5]。屋内設置型の固定端末からアンテナまでのケーブル損失を考慮すると、屋外設置型の固定端末にアンテナを内蔵する構成が性能面、経済面で効率が良い。したがって、小型固定端末に内蔵可能な単方向指向性を有する高利得アンテナを開発する必要がある。

このような屋内設置親機（基地局）や屋外設置型固定端末に用いる高利得アンテナは、限られた設置面積や筐体寸法のなかで様々なビームを形成する必要がある。筆者らは、これらの用途に応用可能なアンテナとして先端開放ひし形アンテナ (OEDA: Open Ended Diamond Antenna) に着目し、固定端末用として反射板を追加したアンテナを提案している [6]。

<sup>†</sup> 株式会社松下通信金沢研究所、金沢市  
Matsushita Communication Kanazawa R&D Labs. Co., Ltd.,  
Kanazawa-shi, 920-0901 Japan

<sup>††</sup> 松下通信工業株式会社、横浜市  
Matsushita Communication Industrial Co., Ltd., Yokohama-shi, 223-8639 Japan

先端開放ひし形アンテナは、昭和初期の HF 帯通信用として多段接続したアンテナ [7], [8] や VHF 帯アマチュア無線用アンテナ [9] として知られていたが、原理的に周囲長として 2 波長が必要であり VHF 帯以下ではかなり大型になるため広く応用されておらず、基本特性の詳細な研究例も少ない。しかし、準マイクロ波帯以上（例えば 1.9 GHz 帯では波長が約 158 mm）においては扱いやすい大きさであり、実用化が容易でかつ簡単な構造であることから、PHS 用アンテナばかりでなく他の無線システム用アンテナとして様々な応用が期待できる。

本論文では、先端開放ひし形アンテナを準マイクロ波帯無線システムに応用することを目的として、以下の内容について検討する。まず 2. では、先端開放ひし形アンテナ単体において、挟角をパラメータとして変化した場合の基本特性を明らかにする。次に 3. では、単方向指向性を実現するために反射板を追加した場合の各パラメータと放射特性、帯域幅の関係を示し、固定端末用内蔵アンテナの設計例を示す。次に 4. では、高利得化を目的としてひし形素子を多段接続した場合の特性、特に段数を増加した際の指向性利得の限界点について検討した結果を述べる。最後に 5. では、様々な応用アンテナの基本構成を説明して先端開放ひし形アンテナの多面的な応用展開性を示す。

## 2. 先端開放ひし形アンテナの基本特性

### 2.1 基本構造

先端開放ひし形アンテナは、図 1 に示すように半波長の線状素子 4 本をひし形に配列して給電点に対向する先端を開放する構造である。電流分布は矢印に示すようになり、等価的に半波長アンテナ 4 素子のブロードサイドアレーとして動作する。主放射方向はひし形面に対して垂直方向となり、主偏波方向は図 1 において垂直方向となる。挟角  $\alpha$  が 90 度の場合、約 6 dBi の利得が得られ、挟角  $\alpha$  を変化することで水平面と垂直面の指向性を制御できる。

また、同様な動作原理のアンテナとして、周囲長を 2 波長として給電点に対向する箇所を開放した方形状や円状のアンテナが考えられる。これらのアンテナは本論文で述べるひし形状アンテナに近い諸特性が得られると思われる。しかし、実用アンテナを考慮するとひし形状が最も容易に構成でき、動作解析を行ううえで基本的な形状であることから、本論文ではひし形状に着目して検討を進めた。

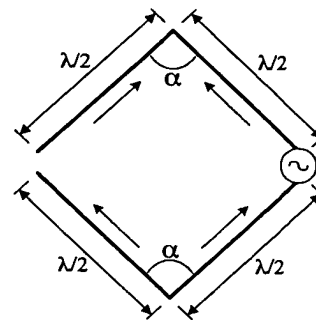


図 1 基本構造  
Fig. 1 Basic structure.

### 2.2 基本特性

本アンテナの基本特性を把握するために、挟角  $\alpha$  を変化した場合の特性変化についてモーメント法による計算を行った。計算には汎用 3 次元モーメント法プログラム IE3D を使用した。ひし形素子のモデルとして Tube を使用し、メッシュ化に際しては 1 波長当りのセル数を 20 としている。ここで、メッシュ条件を 1 波長当り 5~30 セルの範囲で変化して 20 で計算結果が十分収束していることを確認している。また、直径 1 mm の銅線を用いて試作したアンテナを測定し検証を行った。ここで、周波数は 1.9 GHz とした。

まず、挟角  $\alpha$  を 30 度から 150 度まで変化した場合の給電点インピーダンスを図 2 に示す。図 2 において、計算値と実測値はほぼ一致しており、インピーダンスの実数部は 100~450  $\Omega$  程度であり、虚数部は容量性を示すことがわかる。したがって、一般に通信機で用いられる給電インピーダンスである 50  $\Omega$  に整合させるために整合回路が必要となる。整合回路としては、インダクタやバラン等の集中定数素子で構成する方法が考えられるが、集中定数素子の損失分が性能劣化の原因となる。そこで、本論文では図 3 に示すように、整合回路として 1/4 波長ショートスタブを接続して整合をとる方法で検討を進めた。また、同軸ケーブルと給電部の接続にシュベルトップを用いて平衡・不平衡変換を行った。

次に図 3 に示すアンテナにおいて、挟角  $\alpha$  を 60 度から 120 度まで変化した場合の放射パターンの変化について検討した。図 4 に垂直偏波成分の放射パターンを示す。図 4 の結果から、放射パターンは計算と実測がほぼ一致しており全体的に双指向性が得られることがわかる。また、挟角  $\alpha$  を大きくすると水平 (XY)

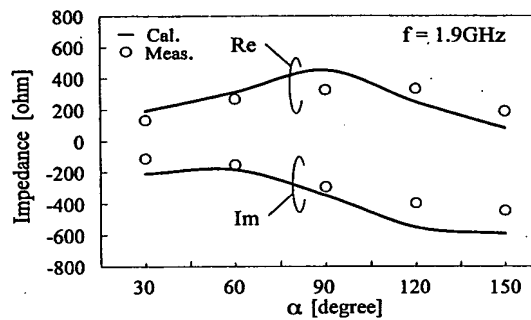


図2 給電点インピーダンス  
Fig. 2 Feed point impedance.

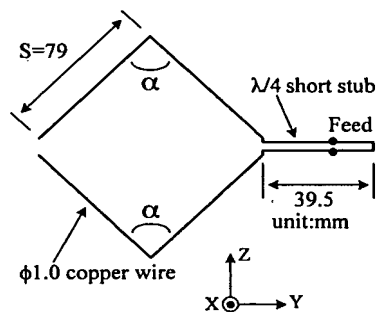
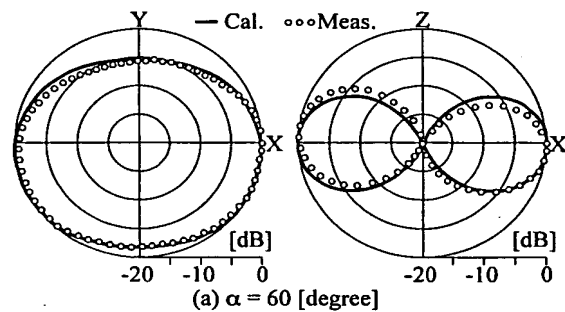


図3 整合スタブ付き先端開放ひし形アンテナ  
Fig. 3 OEDA with stub.

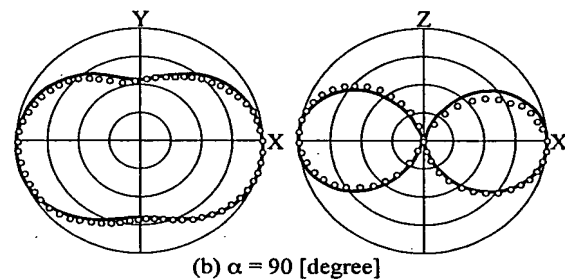
面指向性は鋭くなり、垂直(XZ)面指向性は逆に広がる。次に挟角  $\alpha$  を30度から150度まで変化した場合の半値幅の変化を図5に示す。半値幅は水平面が約80度から130度以上まで、垂直面が約40度から75度まで変化することがわかる。この現象は、2列2段配列アンテナにおける縦横比の変化に対応するアレーファクタの変化によって説明できる。なお、挟角  $\alpha$  が60度以下において水平面放射パターンの最大放射方向にローブの割れが生じるため、図5では半値幅を示していない。

次に、最大放射方向利得とVSWRが2以下となる帯域幅を図6に示す。最大放射方向利得は  $\alpha$  が90度で最も高く約6 dBが得られる。帯域幅は  $\alpha$  が150度で約2%と狭く、 $\alpha$  が60度以下では約15%以上と広がる。以上の結果から、挟角  $\alpha$  は重要なパラメータであり、先端開放ひし形アンテナは挟角変化により様々な応用が期待できると考えられる。

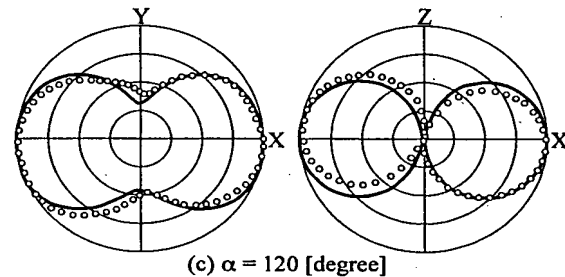
今回試作したアンテナは、銅線で構成したひし形ア



(a)  $\alpha = 60$  [degree]



(b)  $\alpha = 90$  [degree]



(c)  $\alpha = 120$  [degree]

図4 放射パターン  
Fig. 4 Radiation pattern.

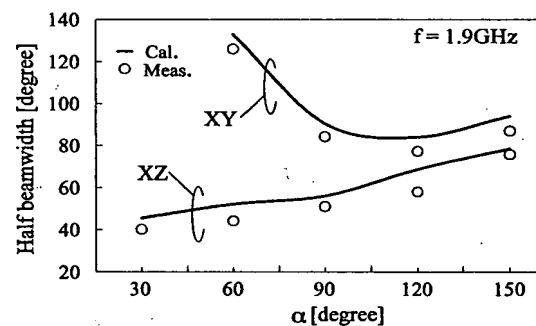


図5 半値幅  
Fig. 5 Half beamwidth.

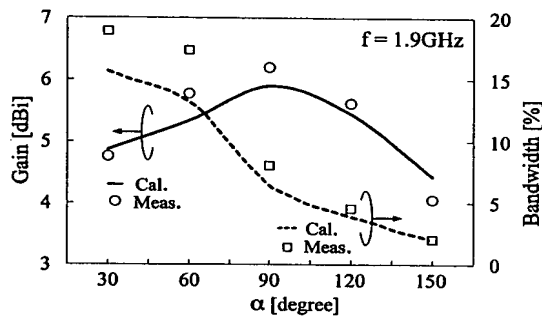


図6 利得, 帯域幅 (VSWR < 2)  
Fig. 6 Gain, bandwidth (VSWR < 2).

ンテナ素子を絶縁体で支持するような構造とした。しかし、誘電体基板上の印刷パターンでアンテナ素子を構成すれば、更に製作が容易であり生産性の面で有利であると考えられる。また、高誘電率基板による波長短縮効果により小型化が期待できる。これについては、誘電体基板上に配置するひし形素子の設計法を確立する必要がある。

### 3. 反射板を有する先端開放ひし形アンテナ

2.で示したように、先端開放ひし形アンテナは双指向性を有しているが、固定端未用アンテナや基地局用セクタアンテナに応用するためには単方向指向性が求められる。動作原理が比較的近い双指向性アンテナを単方向指向性化した例として、反射板付1波長ループアンテナ [11] が知られている。このアンテナはループ後方0.25波長程度の位置に有限反射板を置く構成であり、ループ前方の最大放射方向ではループ単体に対して4~5 dB程度高い利得が得られる。ここでは、反射板付き1波長ループと同様に、先端開放ひし形アンテナの近傍に有限反射板を設置することとした。各パラメータと放射特性、帯域幅の関係について、モーメント法による計算と試作アンテナの測定を行った。

図7に検討した反射板付先端開放ひし形アンテナの構成を示す。図7に示すように、先端開放ひし形アンテナから間隔  $h$  を隔てて1辺の長さが  $L$  の反射板をひし形面に平行に配置した。ここで、挟角  $\alpha$  は利得が最大となる90度に固定して検討を進めた。また、反射板を含めた平面寸法を極力小さくするために、1/4波長ショートスタブをひし形の内側に折り込むように構成した。ここで、ショートスタブを内側に折り込むことによるインピーダンス特性と放射特性の変化は、

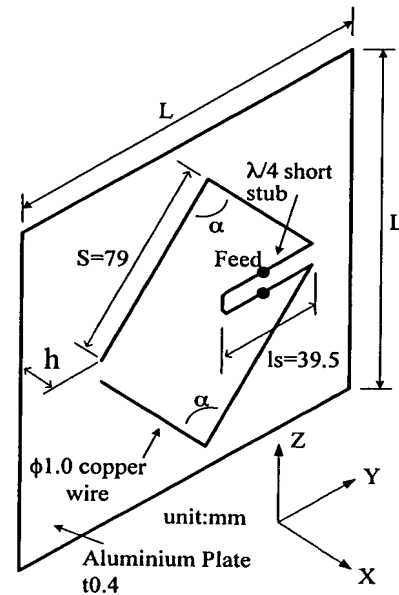


図7 反射板付先端開放ひし形アンテナ  
Fig. 7 OEDA with reflector.

挟角  $\alpha$  が90度において極めて小さいことを計算と実測により確認している。

計算において有限地板として Rectangle モデルを使用した。有限地板のメッシュ条件は1波長当りのセル数を20としており、この条件で計算結果が十分収束していることを確認している。また、反射板付きダイポールアンテナの計算と実測が一致することから有限地板を含む計算の妥当性を確認している。

#### 3.1 反射板とひし形素子の間隔

反射板とアンテナの間隔  $h$  はアンテナ全体の  $X$  方向の長さを決定するパラメータである。ここでは、間隔  $h$  を変化した場合の特性変化について示す。

まず、反射板の1辺の長さ  $L$  を150 mm (約0.95波長) に固定して、間隔  $h$  を0.05波長から0.3波長まで変化した場合の最大放射方向利得、帯域幅 (VSWR < 2) を図8に示す。この結果から、 $h$  を0.25波長以下の範囲で小さくすると利得が向上する傾向が見られ、 $h$  が0.2波長程度 (約32 mm) 以下の範囲で10 dBi以上の利得が得られることがわかる。また、 $h$  を大きくすると帯域幅が広くなり、 $h$  が0.15波長程度 (約24 mm) 以上の範囲で帯域幅5% (約100 MHz) 以上が得られる。また、計算と実測はよく一致しており、モーメント

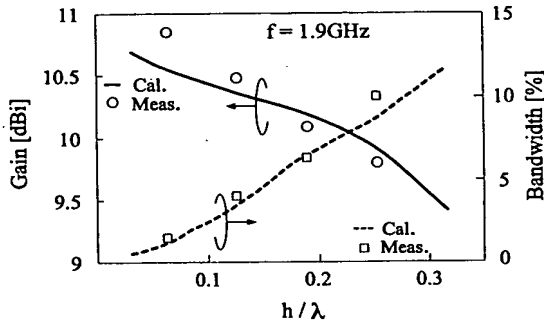


図8 利得, 帯域幅 (VSWR < 2)  
Fig. 8 Gain, bandwidth (VSWR < 2).

ト法による計算の妥当性が確認できた。ここで、 $h$  が 0.1 波長以下においては、利得は向上するものの帯域幅が 2.5% 以下と狭くなり、一般的な準マイクロ波帯無線システムに用いるアンテナとしては実用的ではないといえる。

### 3.2 反射板寸法

次に、反射板の 1 辺の長さ  $L$  をパラメータとして変化した場合の最大放射方向利得を図 9 に示す。ここで、 $L$  が無限大 (無限反射板) の場合は、モーメント法において反射板の代わりに逆相励振されたイメージアンテナを配置したものとして計算した。この結果から、 $h$  が 0.25 波長以下で利得が向上する傾向は、 $L$  が 0.95 波長から無限大まで同様であることがわかる。上記の  $h$  が 0.25 波長以下における傾向は、文献 [10] に示される small spacings 状態の傾向と一致している。また、 $L$  を 0.8 波長から 1.5 波長まで大きくすると全体的に利得が向上することがわかる。これは、有限反射板の共振現象が影響しているものと考えられる [11]。また、ここでも計算と実測はよい一致を見せている。

以上の検討をもとに、PHS-WLL 固定端末内蔵用として試作したアンテナの放射パターンを図 10 に示す。ここで、 $h = 30$  mm (0.19 波長)、 $L = 150$  mm (0.95 波長) に設定しており、利得は 10.4 dBi、帯域幅は 135 MHz (比帯域 7%)、 $F/B$  比は 17 dB、水平面の半値幅は 61 度、垂直面の半値幅は 53 度が得られた。この性能は八木・宇田アンテナでは 6 素子相当であり、その長さは約 1.2 波長 (約 190 mm) となる。それに対して今回試作したアンテナでは、長さ 30 mm で同等の性能を実現することができる。

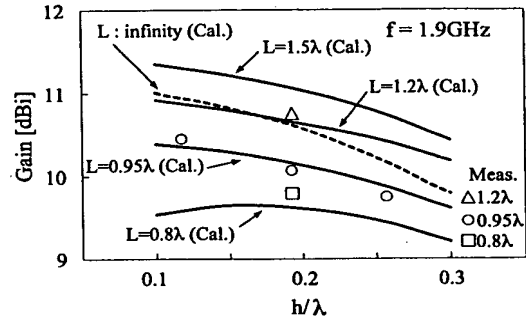


図9 利得対間隔  $h/\lambda$   
Fig. 9 Gain vs.  $h/\lambda$ .

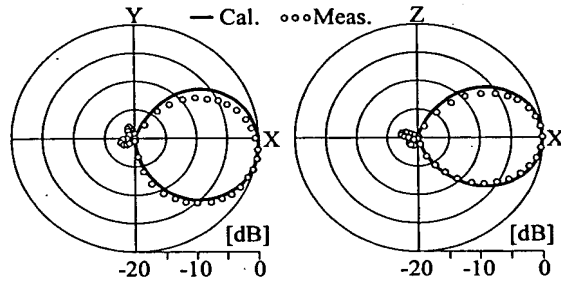


図10 放射パターン ( $h = 30$  mm,  $L = 150$  mm)  
Fig. 10 Radiation pattern ( $h = 30$  mm,  $L = 150$  mm).

## 4. 多段接続した先端開放ひし形アンテナ

先端開放ひし形アンテナは、多段接続を行うことで分配給電系を必要としないアレーアンテナを構成することができる [7], [8]。多段接続した先端開放ひし形アンテナについての詳細な解析例はほとんどないが、比較的動作原理に近いものとして、多段接続した 1 波長ループアンテナである双ループアンテナ [12] やポリループアンテナ [13] が報告されている。これらのアンテナは、UHF 帯 TV 放送用アンテナへの応用を目的として、主に広帯域特性を主眼に研究されている。本章では、準マイクロ波帯無線システム用高利得アンテナへの応用を目的として、主に指向性利得向上の限界点について検討する。なお、多段化により単体に比較してインピーダンスが低下することを計算により確認しており、多段化する種々の条件においてスタブなどにより比較的簡単に 50  $\Omega$  整合をとることができると考えられる。本章では計算の簡略化のために整合回路を考慮せず指向性利得に着目して検討を進める。

#### 4.1 段数増加による指向性利得向上の限界点

図 11 に本章で検討する多段接続先端開放ひし形アンテナの構成を示す。ここでは、 $n$  段のひし形素子を直列に接続したものを給電点を中心に更に 2 系統並列に接続しており、総計  $2n$  段のひし形素子アレーを構成した。なお、挟角はすべてのひし形素子において 90 度に設定した。このようなアンテナ系において、配列方向を含みひし形面に垂直な面内の指向性は段数  $n$  の増加に従って鋭くなり、最大放射方向の指向性利得も向上する。しかし、給電点から供給された電力は給電点付近の素子から順次放射されていくので、先端付近の素子からの放射電力が少なくなることが予想される。そのため、指向性利得が飽和する限界点の段数  $n$  が存在すると考えられる。ここでは、指向性利得が飽和する限界点についてモーメント法による計算によって検討を行った。

図 12 に段数  $n$  を変化した場合の最大放射方向指向性利得の計算結果を示す。ここでは、多段配列アンテナ単体と無限反射板を追加した場合について計算した。また、無限反射板とひし形アンテナとの間隔は 0.2 波長に設定した。この結果から、多段配列アンテナ単体の場合は  $n$  が 3 以上で、無限反射板付の場合は  $n$  が 4 以上で指向性利得の飽和が見られる。飽和点の指向性利得はそれぞれ 13.2, 17.2 dB であった。また、配列方向を含みひし形面に垂直な面内の放射パターンを反射板付について計算した結果を図 13 に示す。メインローブの半値幅は、 $n$  が 1, 2, 4 に対してそれぞれ 33.4, 17.8, 10.6 度であった。

また、有限反射板を用いた場合の計算を行った結果、反射板寸法を  $5 \times 1$  波長として間隔を 0.2 波長、 $n$  を 3 とした場合の指向性利得は 16.9 dB であった。これから、多段化したアンテナは 17 dB 程度の実用アンテナとしての応用が期待できるといえる。

#### 4.2 電流分布

次に、 $n$  が 3 または 4 以上において指向性利得が飽和する原理を検証するために、各ひし形素子の電流分布をモーメント法により計算した。図 11 に示す各ひし形素子の Corner point に対応する電流分布の計算結果を図 14 に示す。ここで、 $n$  は 1 から 4 まで変化しており、多段配列アンテナ単体の計算結果を示している。図 14 から、 $n$  が 1, 2 の場合は各半波長素子に正弦波状電流が分布し、全素子が放射に寄与していることがわかる。しかし、 $n$  が 3, 4 の場合、先端のひし形素子の電流振幅が小さくこれらの素子からの放射

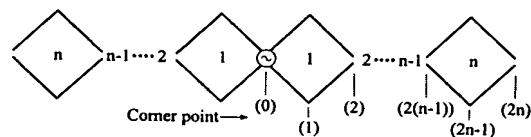


図 11 多段接続先端開放ひし形アンテナ  
Fig. 11 Multiple-OEDA.

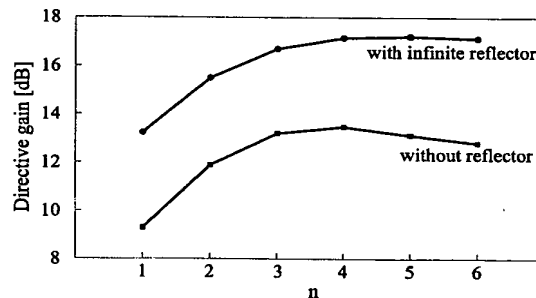


図 12 指向性利得対  $n$   
Fig. 12 Directive gain vs.  $n$ .

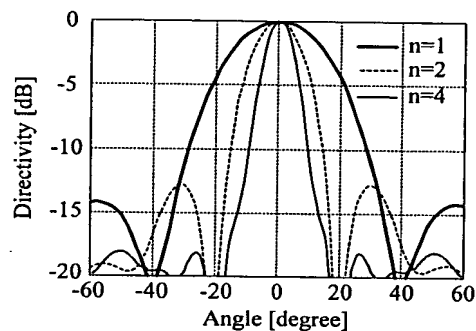


図 13 放射パターン (反射板付)  
Fig. 13 Radiation pattern (with reflector).

が小さいことがわかる。また、 $n$  が 3 の場合の point (1), (2) や  $n$  が 4 の場合の point (1) から (4) においては、電流位相の変化点が半波長素子の中央に寄っており、ひし形素子として主放射方向の放射に十分寄与していないことがわかる。この現象は、ひし形素子の先端が次段のひし形素子で終端されており、その終端インピーダンスが給電点に近い位置ほど低くなっていくことにより、ひし形素子の電流分布が進行波状になるものと考えられる。

更に、 $n$  を 4 以上に増加した場合においては、先端側素子の電流振幅が更に減少し、先端側 3 段程度より



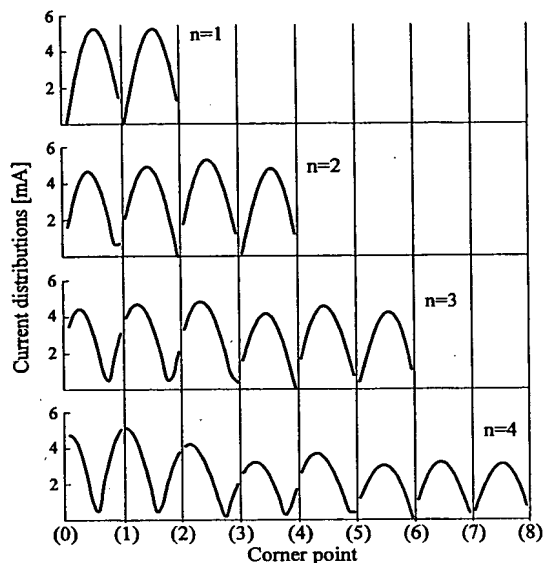


図 14 電流分布  
Fig. 14 Current distributions.

給電点寄りのひし形素子は主放射方向の放射に十分寄与しないものと考えられる。ただしこの場合は、 $n$  の増減により各素子のアレーファクタ変化による放射パターンの変化が生じる。

以上の結果から、多段接続した先端開放ひし形アンテナは総段数  $2n$  を 6 から 8 にすることで、有限反射板付で最高 17 dB 程度の指向性利得が得られることがわかった。本アンテナを準マイクロ波帯無線システムに応用するためには、更に整合回路を含んだ動作利得の実測による検証が必要である。

## 5. 各種応用アンテナへの展開

2. から 4. で述べたように、先端開放ひし形アンテナは挟角変化、反射板追加、分配給電系を含まない多段接続により簡単な構成で様々なビームアンテナに応用展開することができる。筆者らは、PHS 等の無線システムへの応用を前提として以下に示す応用アンテナの研究を進めている。本章では、これらの基本構成を説明して本アンテナの多面的な応用展開性を示す。

### (1) 屋内親機用ファンビームアンテナ

挟角を 30 度以下として水平面指向性を広げておき、ひし形面に対して垂直に配置された反射板を組み合わせることで水平面半値幅 180 度、垂直面半値幅 50 度

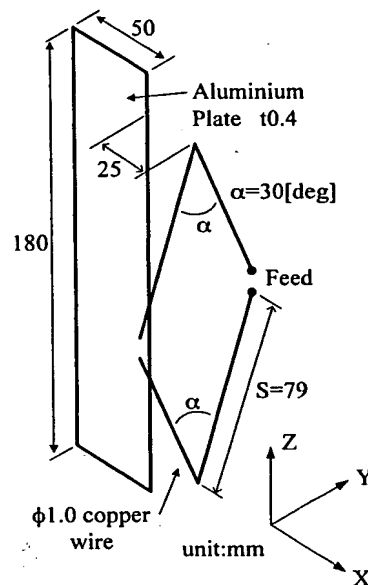


図 15 ファンビームアンテナの構成  
Fig. 15 Structure of fan beam antenna.

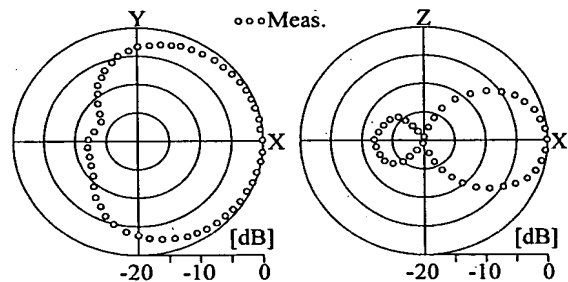


図 16 放射パターン  
Fig. 16 Radiation pattern.

のファンビームを構成できる。試作したアンテナの構成を図 15 に、放射パターンを図 16 に示す。なお、この例ではアンテナ全体の体積を小さくするために集中定数素子による整合回路を介して給電を行っている。

### (2) 基地局用マルチビームアンテナ

複数のひし形素子を主放射方向が異なるように並列に接続する。例えば、4 個のひし形素子を 90 度ごとに配列し中央で並列給電することで 4 方向ビームが得られ、ストリートセル交差点用アンテナ等に応用できる。

### (3) 路車間通信車線ビームアンテナ

4. に示した  $n$  を 4 に設定した反射板付き多段配列アンテナにより、水平面ビーム幅（車線ビーム幅）10

度程度で利得が 17 dBi 程度の車線ビームアンテナを構成できる。このアンテナは自動料金収受システム等に応用できる。

#### (4) 基地局用セクタアンテナ

線状のひし形素子を多段配列して垂直偏波の高利得アンテナを実現する場合、水平面の指向性が狭くなる。垂直偏波で垂直面挟指向性を得る方法として、導体板上のスロットで構成したひし形素子を上下方向に多段配列したものが考えられる。更に反射板を組み合わせることで水平面指向性を制御することで、垂直面挟指向性のセクタアンテナを構成できる。

のように本アンテナは、先端が開放された周囲長が波長の平面素子という実用化が容易かつ簡単な構造をベースにして、準マイクロ波帯無線システムの様々な用途に対応できる多面的な応用展開性をもつことがわかる。今後はこれらの応用アンテナの研究を進める予定である。

#### 6. む す び

先端開放ひし形アンテナ単体において、挟角を変化した場合の基本特性を明らかにした。挟角を大きくすると水平面指向性が鋭くなり垂直面指向性は逆に広くなること、最大放射方向利得は挟角が 90 度で最も高く約 6 dBi が得られることを示した。

次に、反射板を追加した場合に、反射板とひし形素子の間隔を 0.25 波長以下の範囲で小さくすると利得が向上する傾向が見られることを示し、利得が 10.4 dBi である実用的な固定端末用内蔵アンテナの設計例を示した。

また、分配給電系を必要としない多段接続アンテナにおいて、段数を増加した場合に指向性利得が飽和する限界点はひし形素子の総数が 6 から 8 であることを示し、有限反射板付で約 17 dB の指向性利得が得られることを示した。更に、指向性利得の飽和は先端側素子の電流振幅減少と給電点近傍素子の進行波状電流分布に起因することを明らかにした。

最後に、様々な応用アンテナの基本構成を示し、先端開放ひし形アンテナの多面的な応用展開性を示した。

今後の課題としては、誘電体基板上にひし形素子を構成する場合の設計法の確立、有限反射板寸法による特性変化の詳細な解析、応用アンテナの動作解析等が残されている。

謝辞 本研究を進めるにあたり、御助言を頂きました金沢大学長野勇教授に感謝致します。また、本研究

の機会を与えて頂きました当社専務林敏彦氏に感謝致します。

#### 文 献

- [1] 藤本京平, 山田吉英, 常川光一, 移動通信用アンテナシステム, 第 3 章, pp.91-93, 総合電子出版社, 1996.
- [2] 新井宏之, 藤森和博, 本間輝彰, "PHS 用双指向性偏波ダイバーシチアンテナ," 1998 信学総大, B-1-117, 1998.
- [3] K. Ogawa and T. Uwano, "A beam tilt dipole Array antenna for indoor mobile applications," IEICE Trans., vol.E79-C, no.5, pp.685-692, May 1996.
- [4] "特集 ローカル無線網," 日経コミュニケーション no.254, pp.132-149, 日経 BP 社, 1997.
- [5] 吉江智孝, 見上和夫, 秋元 守, 吉川 誠, "ルーラルエリアにおける PHS-WLL 伝搬特性の検討," 1998 信学総大, B-1-44, 1998.
- [6] 斎藤 裕, 春木宏志, "固定無線端末用先端開放ひし形アンテナ," 信学技報, A-P98-75, pp.7-12, Oct. 1998.
- [7] 加藤安太郎, "アンテナ特集号によせて," 信学誌, vol.48, no.4, pp.524-528, April 1965.
- [8] 電子情報通信学会編, アンテナ工学ハンドブック, 第 3 章, pp.138-139, オーム社, 1980.
- [9] 角居洋司, 吉村裕光, アンテナ・ハンドブック, 第 2 章, p.366, CQ 出版社, 1985.
- [10] Kraus, Antennas, pp.324-328, McGraw-Hill, 1950.
- [11] 電子情報通信学会編, アンテナ工学ハンドブック, 第 3 章, pp.68-69, オーム社, 1980.
- [12] 電子情報通信学会編, アンテナ工学ハンドブック, 第 7 章, p.289, オーム社, 1980.
- [13] 山口惣一郎, 鳥居甫吉, "反射板つき 4L ポリループアンテナの指向特性," 映像メディア学誌, vol.52, no.12, pp.1884-1886, 1998.

(平成 11 年 4 月 2 日受付, 5 月 24 日再受付)

#### 斎藤 裕 (正員)



昭 59 石川高専卒。民間企業を経て、平 3 (株) 松下通信金沢研究所入社。以来、主として移動体通信機器及び移動体通信用アンテナの研究開発に従事。現在、同社開発部主任技師。金沢大学大学院博士後期課程社会人留学中。

#### 春木 宏志 (正員)



昭 41 東北大・工・電気卒。同年同大・工・電気通信研究所助手。昭 44 同大学院修士課程了。同年松下通信工業(株)入社。以来、主として移動体通信機器及び移動体通信用アンテナの研究開発に従事。現在、同社マルチメディア通信事業開発センタ主

席技師。